NOWY ELEKTRONIK

6/92

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników cena 9500 zł

SPIS TREŚCI

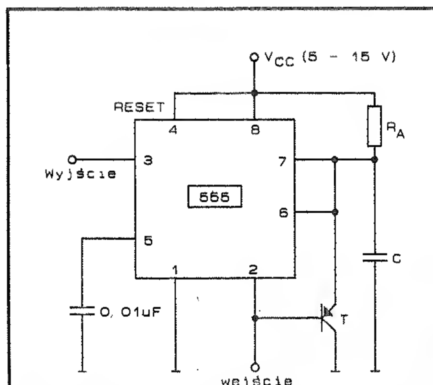
Wszystko o układach typu 555 - przykładowe zastosowania układu

Detektor zgubionych impulsów

Na wejście układu Rys.8 podawane są impulsy o określonej częstotliwości. W przypadku nie pojawienia się impulsu na wejściu w odpowiednim czasie, wyjście układu zmienia stan na niski. Układ pracuje tutaj jako multiwibrator monostabilny z dodatkowym zewnętrznym tranzystorem rozładowującym, który w czasie ujemnych wejściowych impulsów rozładowuje kondensator C. Wartości elementów dobiera się w ten sposób, aby kondensator nie zdążył naładować się do 2/3 U_{cc} przed przyjściem kolejnego impulsu wejściowego. W ten sposób przy zgubieniu impulsu lub przy zmniejszeniu się częstotliwości wejściowego sygnału kondensator zdąży naładować się do 2/3 U_{cc} i wyjście zmieni swój stan na niski informując o wykryciu błędu.

Dzielnik częstotliwości

Jeżeli częstotliwość wejściowa jest znana, wówczas układ można zastosować jako dzielnik częstotliwości. Należy dobrać wartości elementów R_A i C. Układ działa wykorzystując fakt, że w trybie pracy multiwibratora monostabilnego wyjście nie jest powtórnie ustawiane przed zakończeniem bieżącego cyklu ładowania kondensatora pomimo występowania w tym czasie ujemnych impulsów na wejściu TRIGGER(2), Rys.9.



Rys. 8.1 Detektor zgubionych impulsów

Modulator szerokości impulsów (PWM - Pulse Width Modulation)

Układ połączony jest w trybie multiwibratora monostabilnego Rys.10. Na wejście układu podawany jest sygnał prostokątny o stałej częstotliwości. Do wejścia Control Voltage (5) przyłożony jest sygnał ciągły modulujący o zmiennym poziomie napięcia. Wzrost napięcia Control Voltage powoduje wydłużenie dodatniego impulsu wyjściowego, spadek - skrócenie. W ten sposób poziomem napięcia na wejściu Control Voltage modulujemy szerokość impulsów wyjściowych.

Sekwencyjny Timer

Wykorzystywany jest tutaj układ typu 556, który jest podwójnym układem 555. Wyjście pierwszego timera 555 połączone jest przez kondensator 1[nF] do wejścia drugiego timera 555 Rys.11.

Ujemny impuls na wejściu powoduje wygenerowanie dodatniego impulsu na wyjściu 1 o czasie trwania $T = 1.1\ R_1C_1$, opadające zbocze na wyjściu 1 powoduje wyzwolenie drugiego układu 555 i wygenerowanie dodatniego impulsu na wyjściu 2 o czasie trwania $T = 1.1\ R_2C_2$.

Auto - alarm

Na Rys.12 przedstawiono układ, który może posłużyć do zbudowania auto - alarmu. Timer A wytwarza opóźnienie, które gwarantuje właścicielowi samochodu (znającemu położenie wyłącznika) czas potrzebny do wyłączenia układu alarmowego, który automatycznie włącza się po otwarciu drzwi, bagażnika lub klapy silnika. Tyrystor zapewnia, że timer A nie wyzwoli timera B po przełączeniu sekretnego wyłącznika W, chyba, że zadziałają dodatkowe "strategiczne" ukryte przełączniki np. dotykowe, wstrząsowe itp. Sygnał auto - alarm z wyjścia timera B może włączyć syrenę lub światła, czy w inny sposób dawać znak o złodzieju w samochodzie, lub o właścicielu, który nie zdążył w porę wyłączyć auto - alarmu.

Linia opóźniająca dla sygnałów TTL

Niedrogi programowany obwód linii opóźniającej dla sygnałów TTL może dostarczyć długich opóźnień dla złożonych cyfrowych przebiegów. Układ zabezpiecza zależności czasowe przebiegu wyjściowego jak na wejściu Rys.13. Tylko dwa obwody RC determinują czas opóźnienia. Obwód zbudowany jest z dwóch monostabilnych multiwibratorów wyzwalanych ujemnym zboczem. Wykorzystano tu układ podwójnego 555 - układ 556. Opóźnienie obydwu multiwibratorów jest identyczne i wynosi $T_D = 1.1\ RC$ [T_D[s], R[Ω], C[F]].

Bramka NOR odwraca fazę sygnału wejściowego do jednego multiwibratora w stosunku do wejścia drugiego układu. Wskutek tego, jeden multiwibrator wyzwalany jest przy dodatnim zboczu sygnału wejściowego(ten, do którego sygnał wejściowy dochodzi przez bramkę NOR), a drugi przy ujemnym zboczu sygnału wejściowego. Wyjścia obydwu układów 555 wchodzą na wej-

Skład - P.W. "ARTCOM"
Wydawca - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im W.Kulerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

Adres Redakcji
P.W. "ARTCOM", Redakcja NOWEGO ELEKTRONIKA, skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1, tel. 418-84 wew. 32

ście bramki NOR. Wyjście tej bramki z kolei wchodzi na wejście zegarowe przerzutnika typu D-7474. Wejściowy sygnał jest również podawany na wejście przerzutnika D-7474. W rezultacie takiego rozwiązania na wyjściu przerzutnika otrzymamy opóźniony przebieg wejściowy w stosunku do przebiegu wejściowego o czas równy $T_o[s] = 1.1R[\Omega]C[F]$.

Układ modulatora położenia impulsów PPM. (PPM - Pulse Position Modulation)

W tym zastosowaniu układ 555 pracuje jako multiwibrator astabilny Rys.14. Sygnał modulujący podłączony jest do wejścia Control Voltage(5). Położenie impulsów wyjściowych będzie miało różne zagęszczenie na osi czasu. Wraz ze wzrostem poziomu napięcia Control Voltage(5) odstępy pomiędzy kolejnymi impulsami będą rosnąć - częstotliwość oscylacji maleje - przy obniżaniu się napięcia Control Voltage(5) częstotliwość oscylacji będzie wzrastać, czyli odstępy pomiędzy impulsami wyjściowymi na osi czasu będą się zmniejszać.

Opis rysunków:

strona 3

Rys. 9.1 Dzielnik częstotliwości

Rys. 10.1 Modulator szerokości impulsów

Rys. 11.1 Timer sekwencyjny

Rys. 12.1 Autoalarm

Rys. 13.1 Linia opóźniająca dla sygnałów TTL

Rys. 14.1 Modulator położenia impulsów PPM

strona 4 i 5

Przebiegi czasowe dla odpowiadających numerom układów

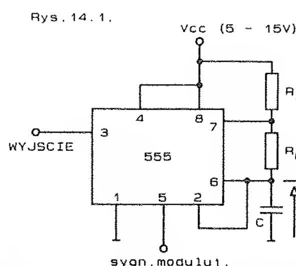
mgr inż. Aleksander Rode

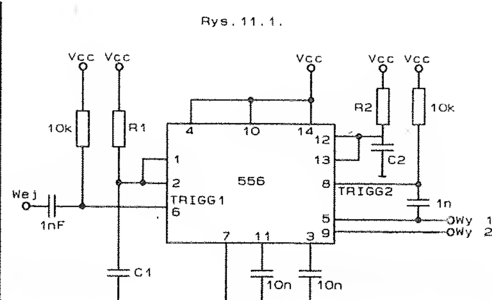
Opracowano na podstawie:

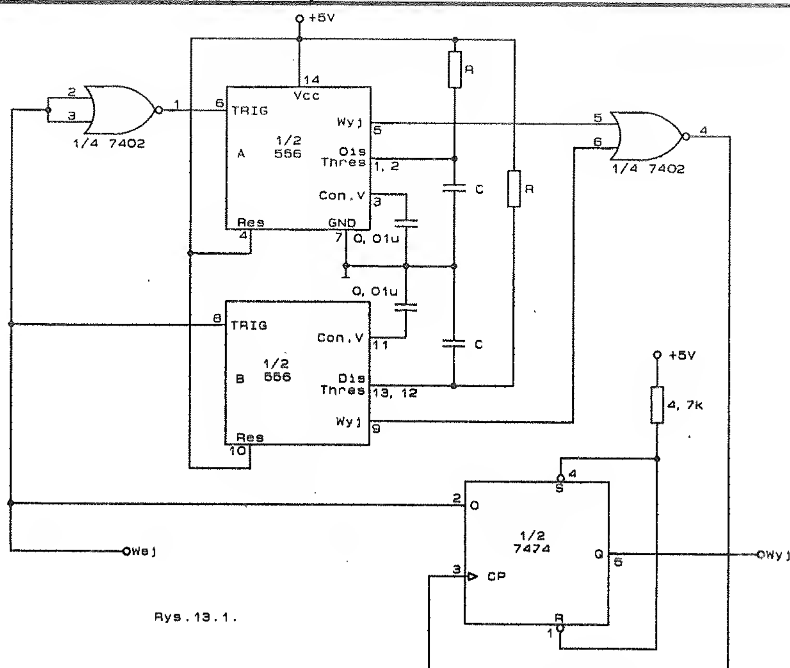
PHILIPS Data handbook - Electronic components and materials integrated cirevits - Book IC 11 1988 "LINEAR PRODUCTS"

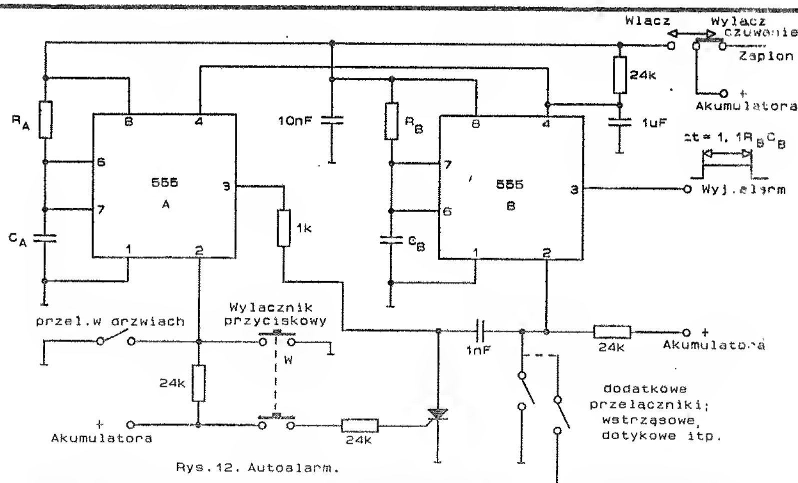
Electronics June 21 1973

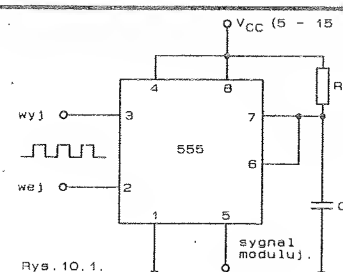
Electronic Design July 13 1989

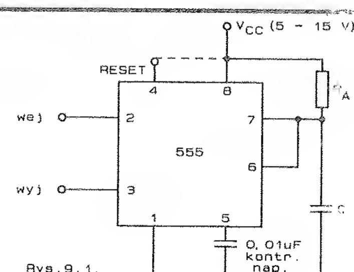


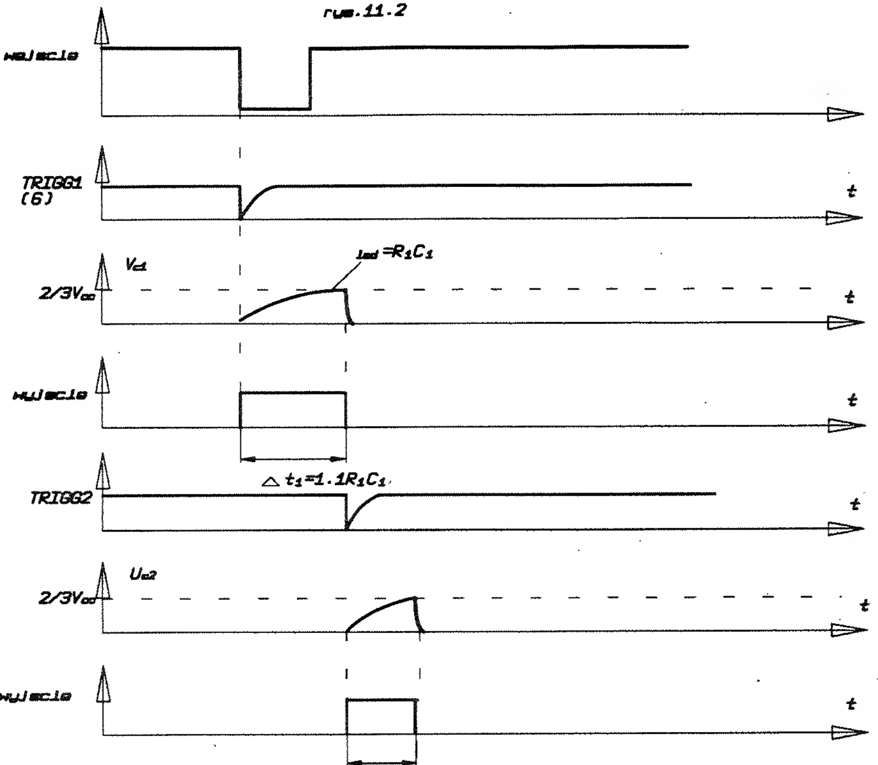




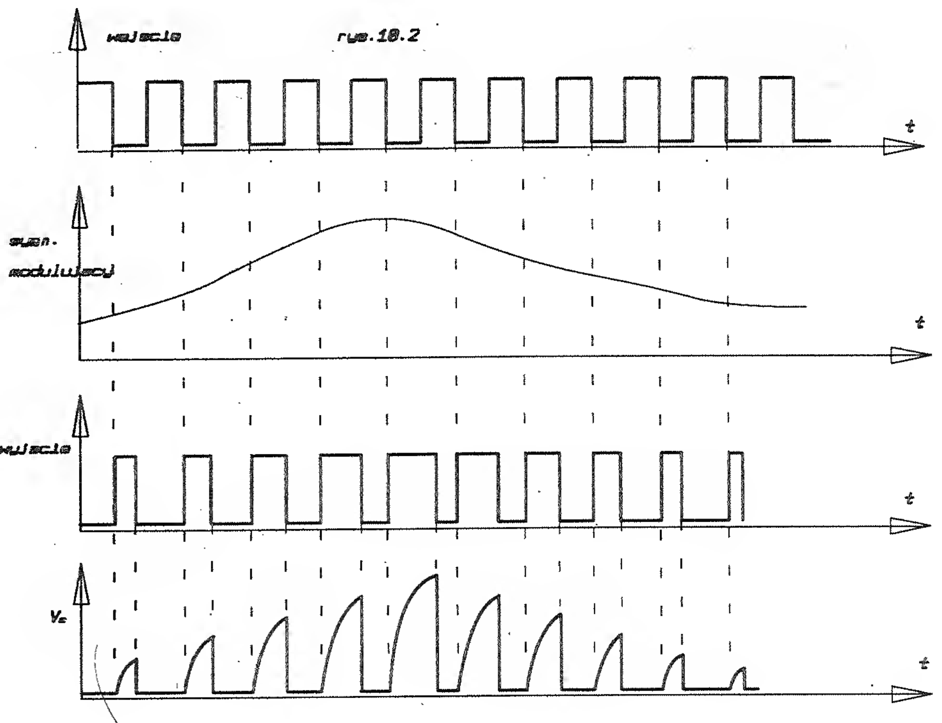




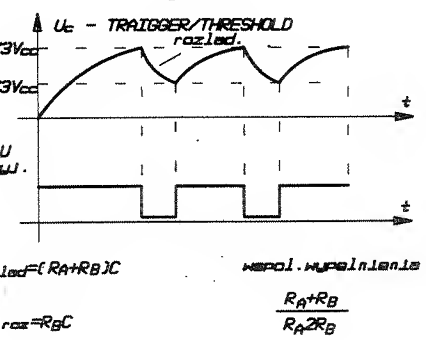




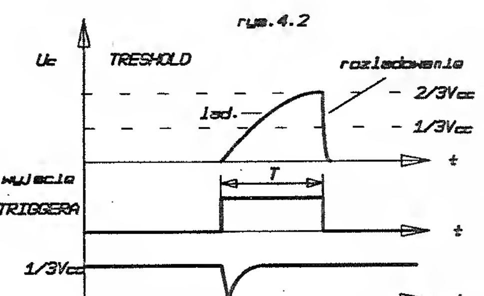
rys.11.2
wejscie
TRIGG1 (6)
2/3Vcc
Vc1
lad=R1C1
wyjscie
Δ t1=1.1R1C1
TRIGG2
2/3Vcc
Uc2
wyjscie
Δ t2=1.1R2C2
t



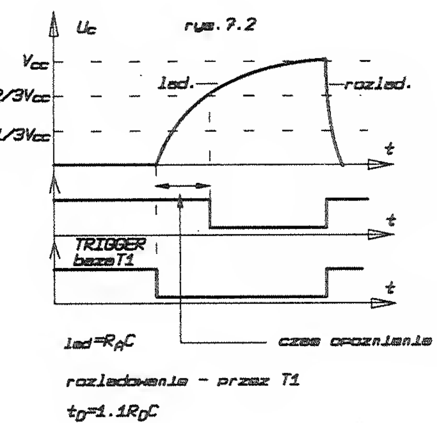
rys.10.2
wejscie
sygn. modulujacy
wyjscie
Vc
t



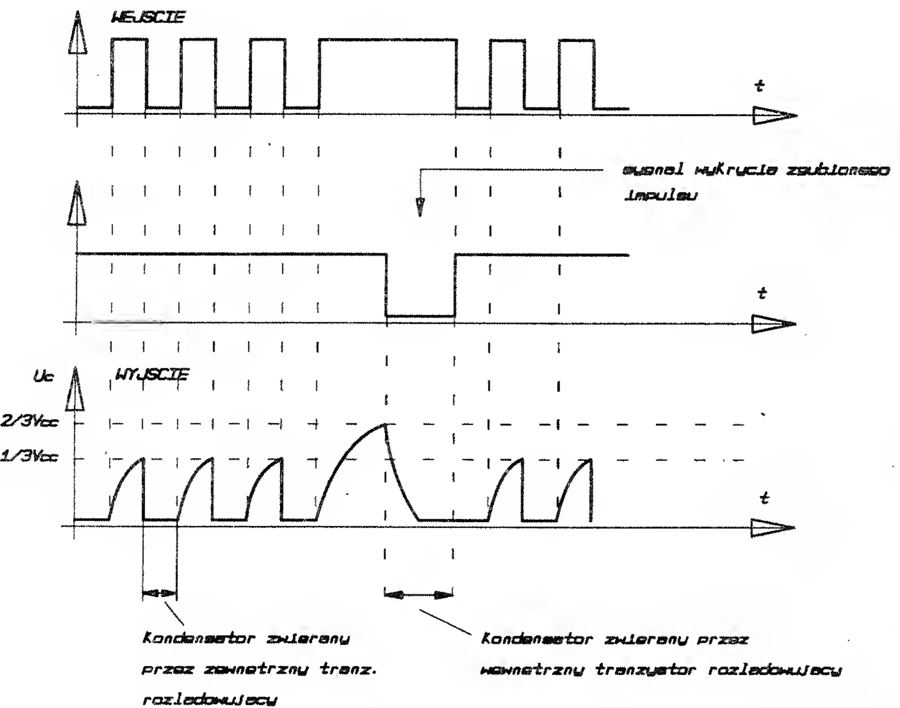
rys.5.2
Uc - TRAIGGER/THRESHOLD
rozlad.
2/3Vcc
1/3Vcc
U wyj.
lad=(RA+RB)C
roz=RBC
wspol.wypelnienia
RA+RB / RA2RB
t

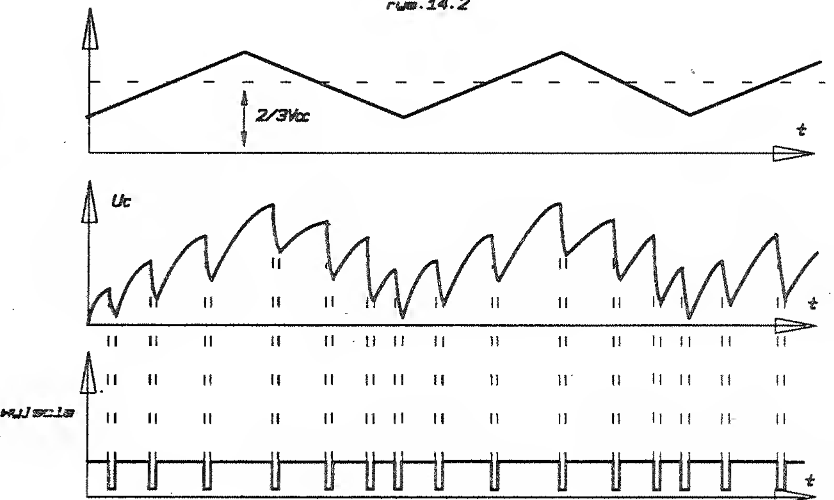


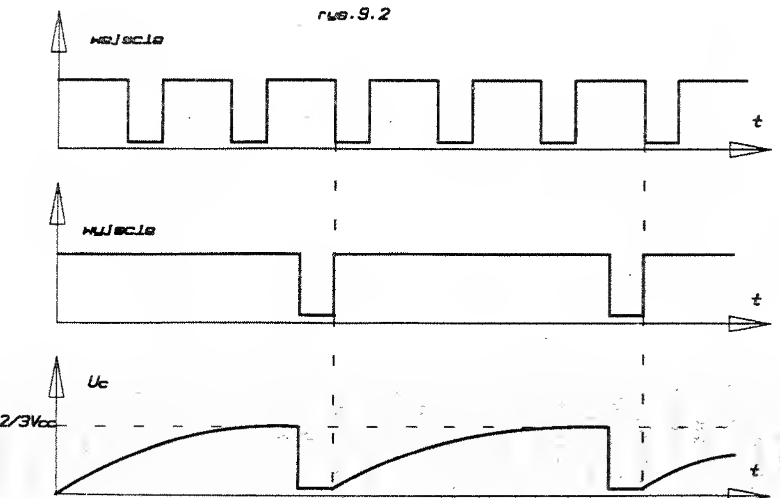
rys.4.2
Uc
TRESHOLD
lad.
rozladowanie
2/3Vcc
1/3Vcc
T
wyjscie TRIGGERA
1/3Vcc
lad=RAC
rozladowanie - przez tranzystor rozladowujacy
t

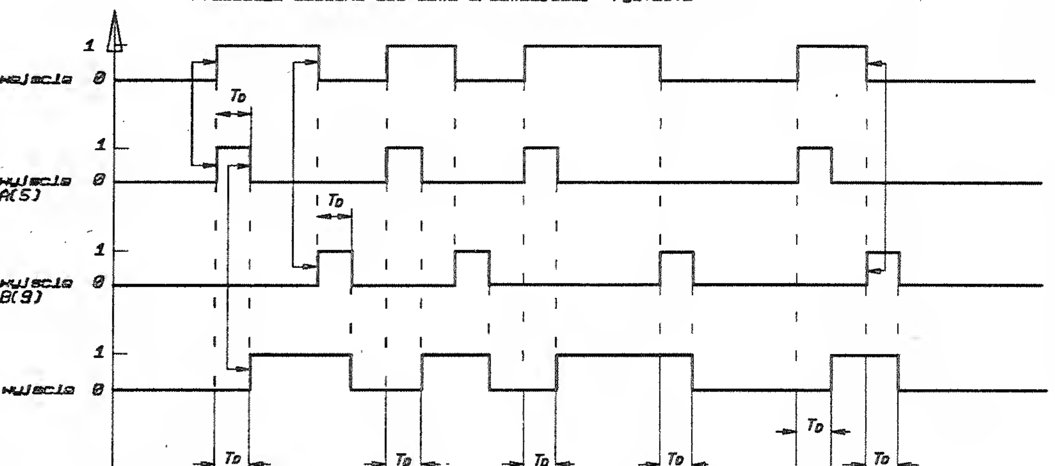


rys.7.2
Uc
Vcc
2/3Vcc
1/3Vcc
lad.
rozlad.
TRIGGER bazaT1
lad=RAC
czas opoznienia
rozladowanie - przez T1
tD=1.1RDC
t


rys.8.2
WEJSCIE
t
sygnal wykrycia zgubionego impulsu
WYJSCIE
Uc
2/3Vcc
1/3Vcc
Kondensator zwierany przez zewnetrzny tranz. rozladowujacy
Kondensator zwierany przez wewnetrzny tranzystor rozladowujacy


rys.14.2
2/3Vcc
t
Uc
wyjscie


rys.9.2
wejscie
wyjscie
Uc
2/3Vcc
t


Przebiegi czasowe dla linii opozniajacej rys.13.2
wejscie
wyjscie A(5)
wyjscie B(9)
wyjscie
1
0
TD
TD=1.1RC
TD=czas opoznienia wyjscia w stosunku do wejscia

Elektroniczny fazomierz

Fazomierz przeznaczony jest do pomiaru kąta przesunięcia faz między dwoma, zmieniającymi się okresowo elektrycznymi sygnałami. Może być zastosowany w radioamatorskiej technice przy opracowywaniu, strojeniu i eksploatacji elektrycznych i elektronicznych aparatów i urządzeń. Opisany elektroniczny fazomierz, daje jednocześnie informację o znaku i wielkości kąta przesunięcia faz.

Podstawowe dane techniczne fazomierza:

* zakres mierzonych kątów przesunięcia faz 0÷180

* zakres częstotliwości roboczych $10 \div 10^4$ Hz

* zakres napięć wejściowych 0.01÷50V

* zakres mierzonych prądów 0.01÷2A

* błąd pomiarów nie większy niż 2%

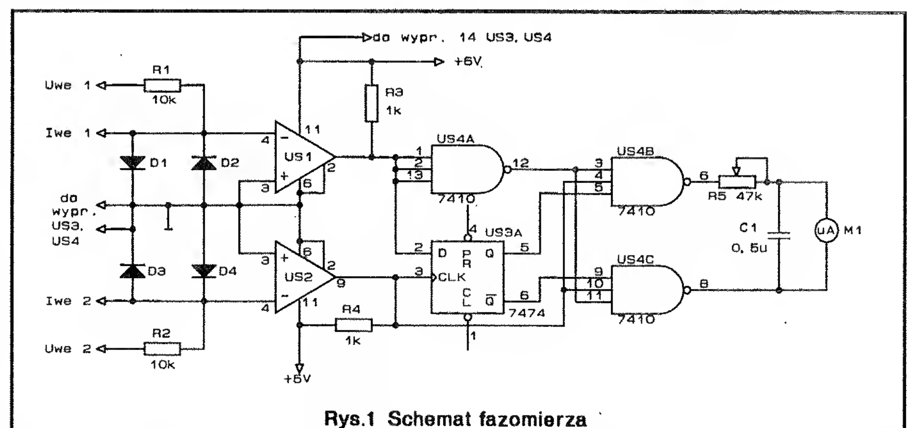
Na Rys.1 pokazany jest schemat fazomierza. Napięcia wejściowe Uwe1 i Uwe2 o dowolnej formie (np. sinusoidalne) z mierzonych układów są podawane przez dzielniki R1D1D2 i R2D3D4 na wejścia układów kształtujących US1 i US2 (komparatory napięcia) i są przekształcone w prostokątne jednobiegunowe impulsy o stromych zboczach. Szorokość impulsów odpowiada długości połowy okresu sygnału wejściowego. Przerzutnik typu D (US3) wydziela znak kąta przesunięcia faz, tzn ustala w chwili kształtowania narastającego zbocza impulsu drugiego kanału pomiarowego, wykorzystywanego w danym układzie jako synchronizujący (taktujący), wyprzedzający lub opóźniający charakter sygnału pierwszego kanału pomiarowego, którego wyjście połączone jest z wejściem informacyjnym przerzutnika typu D. Przy czym impuls synchronizacji swoim narastającym zboczem przerzuca przerzutnik typu D do stanu, określanego poziomem napięcia na jego informacyjnym wejściu w danej chwili. Dlatego, jeżeli wejściowe napięcie Uwe1 wyprzedza w fazie napięcie Uwe2 to na prostym wyjściu przerzutnika D, ustala się napięcie odpowiadające logicznej 1, a na zanegowanym wyjściu - logicznemu 0. Miernik wartości kąta przesunięcia faz jest zrealizowany na bazie układu US4.2, którego jedno z wejść jest bezpośrednio połączone z wyjściem komparatora US2, a drugie przez inwerter US4.1 z komparatorem US1 kanału pomiarowego. Szerokość formowanego impulsu na wyjściu tego elementu jest proporcjonalna do kąta przesunięcia faz między napięciami Uwe1 i Uwe2. Połączenie informacji o wielkości i znaku kąta, zrealizowane jest w tym układzie przez włączenie jeszcze jednego elementu US4.3, który spełnia te same funkcje pomiarowe co opisany wyżej. Jednak każdy z tych elementów jest połączony jednym z wejść z prostym i zanegowanym wyjściem przerzutnika D, który określa na wyjściu, którego z elementów jest wydzielany impuls o szerokości równej kątowi przesunięcia faz. Przyrząd pomiarowy M1 jest włączony między wyjściami układów US4.2 i US4.3, tworząc przy tym układ różnicowy, wskutek czego wskazówka będzie odchylać się w stronę, określoną przez znak kąta i na kąt odpowiadający kątowi przesunięcia faz między napięciami Uwe1 i Uwe2. Kondensator C2 jest włączony równolegle do wskaźnika M1 i jest przeznaczony do zmniejszania pulsacji wskazówki podczas pomiarów na niskich częstotliwościach. Obwody wejściowe fazomierza pozwalają na pomiar kąta przesunięcia faz nie tylko między dwoma napięciami, ale między prądem i napięciem albo dwoma prądami.

Konstrukcja

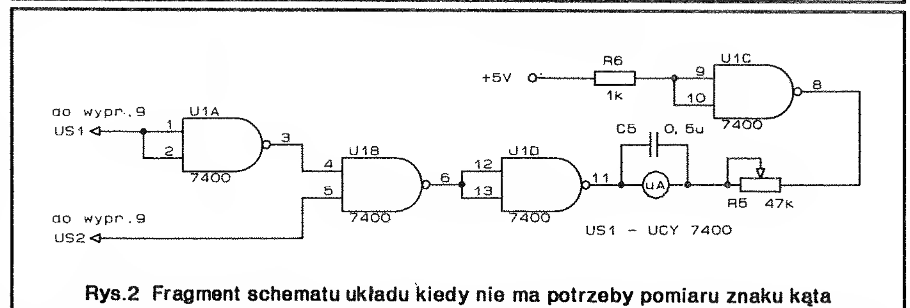
Przyrząd można zmontować na jednostronnej płytce drukowanej. Połączenia płytki z wyprowadzeniami na płycie czołowej można wykonać ekranowanymi przewodami, co zmniejszy wpływ zakłóceń. Jako wskaźnik zastosować można mikroamperomierz o skali np. -50-0-50µA. Diody D1÷D4 powinny być dobrane do przepływającego przez nie mierzonego prądu. Jeżeli fazomierz przeznaczony będzie tylko do pomiaru kąta przesunięcia faz między napięciami, to diody te nie wymagają szczególnych warunków dla prądu i wstecznego napięcia. Urządzenie jest zasilane ze stabilizowanego źródła napięcia 5V. Rozszerzenie zakresu pomiarowego dla napięcia sygnału wejściowego można zrealizować przez proporcjonalną zmianę wartości rezystorów R1 i R2. Jeżeli nie ma potrzeby pomiaru znaku kąta przesunięcia faz, to z układu można wyłączyć przerzutnik D, a obwód wydzielenia sygnału różnicy kąta przesunięcia faz (Rys.2) podłączyć bezpośrednio do wyjść komparatorów US1 i US2. W tym urządzeniu US1.4 realizuje różnicowy układ włączenia wskaźnika M1 i zapewnia kompensację napięcia logicznego 0. Jako wskaźnik kontrolowanego parametru M1 może być wykorzystany oscyloskop lub cyfrowy woltomierz, co pozwoli w znacznym stopniu zwiększyć dokładność mierzonej wielkości. Elektroniczny fazomierz posiada skalę liniową, co ułatwia skalowanie przyrządu. Dla skalowania jako napięcia wzorcowe można wziąć dwa liniowe napięcia trójfazowej sieci (kąt przesunięcia faz napięć liniowych wynosi 120°). W czasie skalowania konieczne jest dobranie wzorcowych napięć zgodnych z dopuszczalnym poziomem wejściowych napięć. Wielkość odchylenia wskazówki na odpowiedni znak skali realizuje się nastawnym rezystorem R5.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Opracowano na podstawie:
Radio 5/90
Borczyński, Dumin, Mliczewski - Podzespoły elektroniczne - półprzewodniki. - WKŁ W-wa 1990



Rys.1 Schemat fazomierza



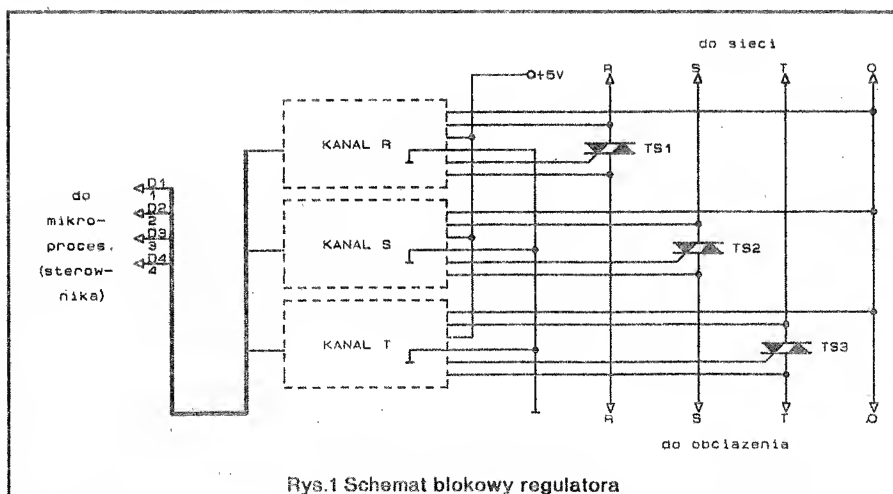
Rys.2 Fragment schematu układu kiedy nie ma potrzeby pomiaru znaku kąta

Cyfrowy regulator mocy

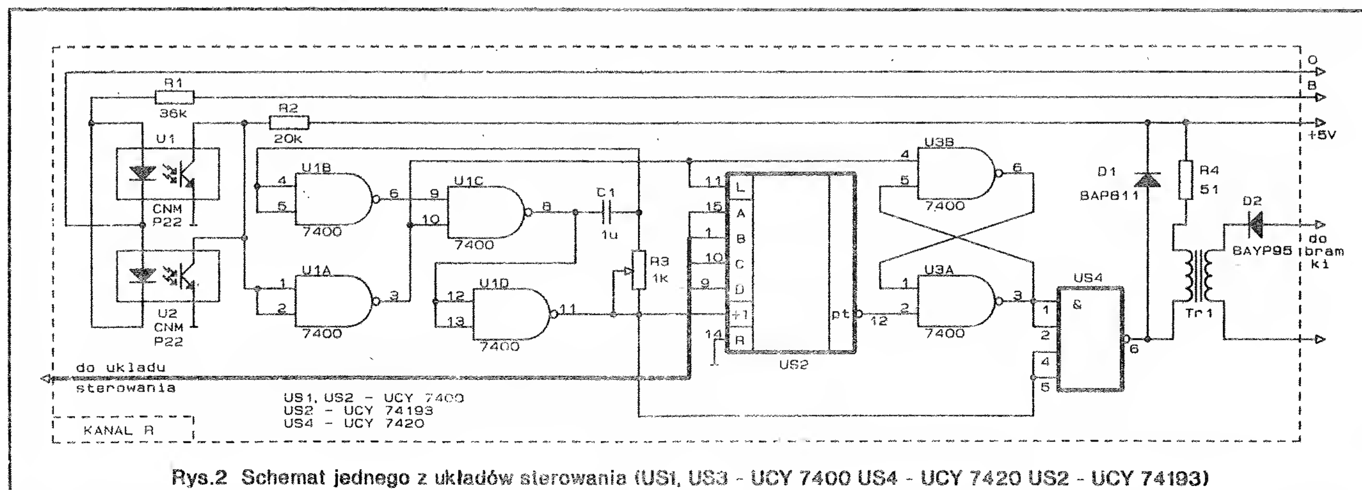
Urządzenie to przeznaczone jest do fazowej regulacji mocy w przemysłowych trójfazowych sieciach ciepłowniczych. Dopuszczalna moc obciążenia dla opisanego układu zależy w pierwszej kolejności od mocy przełączających elementów w tym regulatorze. Regulator tem może również pracować w jednofazowych sieciach z mniejszym obciążeniem. Specyfiką tego urządzenia jest to, że wartość kąta regulacji może być zadawana cyfrowo, a mówiąc inaczej - mocą obciążenia może sterować mikroprocesor (sterownik). W regulatorze wykorzystana jest impulsowa metoda sterowania przełączającymi elementami. Czas fazowej regulacji określa liczba w liczniku węzła sterującego i okres napięcia sieciowego. Na Rys.1 przedstawiony jest schemat blokowy regulatora. Cyfrowy kod sterowania podawany jest z mikroprocesora (sterownika) na wejście trzech jednakowych węzłów sterowania - kanałów R, S, T. Informacja fazowa, która jest konieczna do pracy każdego z kanałów, przychodzi z trójfazowej sieci zasilającej obciążenie. W każdym kanale jest formowany sygnał sterowania dla odpowiedniego triaka. Dla zasilania każdego z kanałów służy oddzielny stabilizowany zasilacz o napięciu 5V. Na Rys.2 przedstawiony jest schemat jednego z kanałów. Sinusoidalne napięcie podawane jest przez rezystor R1 do węzła synchronizacji, zrealizowanym na transoptorach U1 i U2. Przy dodatniej części okresu, prąd przepływa przez diodę transoptora U1. Tranzystor w tym transoptorze jest otwarty, dlatego na wejściach US1.1 pojawia się niski poziom sygnału. Przy ujemnej części okresu otwarty jest tranzystor w transoptorze U2 i na wejściach US1.1 również pojawia się niski sygnał. W momentach, kiedy sieciowe napięcie przechodzi przez zero, tranzystory w transoptorach są zablokowane, a na wejściach US1.1, w krótkich odcinkach czasu pojawia się wysoki poziom. Na wyjściu tego układu formowane są prostokątne impulsy synchronizacji w chwilach, kiedy sieciowe napięcie jest równe 0. Impulsy synchronizacji podawane są jednocześnie na wejście L - wprowadzenie licznika US2 (na jedno z wejść przerzutnika RS zrealizowanego na elementach US3.1 i US3.2) oraz na wejście sterujące generatora impulsów (na jedno z wejść US1.3). Kiedy na wejście L licznika US2 podane jest napięcie niskiego poziomu, to kod ustalony wcześniej na równoległych wejściach licznika, jest do niego ładowany, niezależnie od sygnałów na wejściach taktujących, to znaczy, że proces równoległego ładowania jest asynchroniczny. W początkowym położeniu na wyjściu P+ licznika istnieje wysoki poziom. Jeżeli licznik jest zapełniony (osiągnął maksimum), to po przyjściu kolejnego ujemnego spadku na wejście +T licznika, na jego wyjściu pojawi się poziom 0. Na wejścia przerzutnika RS US3.1 i US3.2 podawane są więc impulsy o niskim poziomie: impuls synchronizacji z US1.1 i wyjściowy impuls licznika US2, przesunięty względem impulsu synchronizacji o czas, określany przez cyfrowy kod na równoległych wejściach A, B, C, D licznika. Na wyjściu przerzutnika RS pojawia się wysoki sygnał, pozwalający na przechodzenie impulsów generatora na wyjście US4.1 (element zgodności). Formuje on grupy krótkich impulsów, które przez transformator impulsowy Tr1 są podawane na bramkę triaka i otwierają go. Transformator impulsowy służy do galwanicznego oddzielenia obwodu kanału od sieci. Kanały pobierają z zasilacza 5V prąd około 100mA. Generator impulsów wykonany jest na US1.2 - US1.4. Częstotliwość fg impulsów generatora można obliczyć ze wzoru: $fg = 2Fs (2^n - 1)$, [Hz], gdzie Fs - częstotliwość sieci zasilającej w Hz; n - liczba bitów licznika. Dla opisanego przypadku $fg = 2x50 (2^n - 1) = 1500Hz$. Transformator impulsowy Tr1 posiada trzy jednakowe uzwojenia po 100 zwojów. Strojenie regulatora mocy sprowadza się do ustawienia żądanej częstotliwości generatora.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Opracowano na podstawie: Radio 1/91



Rys.1 Schemat blokowy regulatora



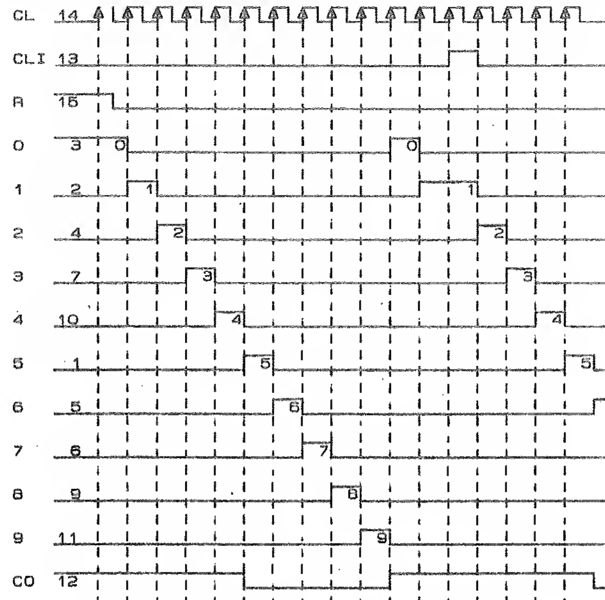
Rys.2 Schemat jednego z układów sterowania (US1, US3 - UCY 7400 US4 - UCY 7420 US2 - UCY 74193)

Czasomierz foto-zdarzeń mierzący z dokładnością 0.1[s]

Czy próbowaliście zmierzyć czas trwania takich zdarzeń jak np: zapłon, świecenie, gaśnięcie lampy błyskowej? Układ pokazany na Rys.1 potrafi zmierzyć czas takiego zdarzenia z dokładnością do 0.1 sekundy. Schemat tego układu pomiarowego zaczerpnięty został z Electronic Design 20/89. Z tego powodu na oryginalnym schemacie - Rys.1 napięcie zasilające wynosi 120[V]/60[Hz], które jest powszechnie dostępne w USA. W naszych krajowych warunkach należałoby zastosować jako tansformator T1 - zwykły transformator sieciowy redukujący 220:24[V]/500[mA].

Opis działania układu

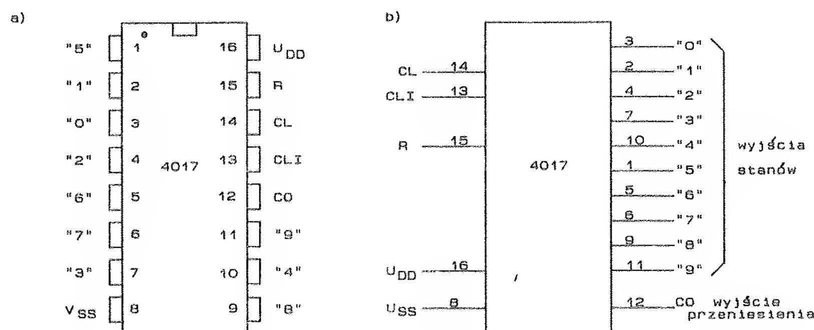
W układzie tym transformator T1 sprzęga i separuje galwanicznie obwód głównego zasilania z obwodem niskich napięć po stronie wtórnej. Z obwodu transformatora, ze strony wtórnej jest pobierany sygnał taktujący, którego impulsy są zliczane w dalszej części układu i na tej podstawie dokonuje się pomiaru czasu trwania foto-zdarzenia. Rezystor R1 i dioda D3 dopasowują i stabilizują poziom sygnału taktującego z T1 do poziomu 12[V]dc. Bramka Nand z wejściem Schmitta - US2/A (1/4 4093) służy do blokowania sygnałów taktujących. Właśnie ta bramka wyłącza pomiar czasu. Kolejna bramka US2/B dopasowuje sygnały zegarowe dla liczników 4017. Pierwszy dzielnik US3 - 4017 wytwarza impulsy co 1/10 sekundy. Na Rys.2 przedstawiono wykresy czasowe obrazujące zasadę działania układu 4017. Należy



Rys. 2 Przebiegi czasowe w układzie 4017

Rys. 1 Czasomierz foto-zdarzeń

zauważyć, że stosując połączenie układu US3 jak na Rys.1 uzyskamy w punkcie 1/US3 impulsy co 1/12 sekundy. Wynika to z faktu rozbieżności pomiędzy częstotliwością napięcia sieciowego w USA - 60[Hz] i w Polsce - 50[Hz]. Po prostych obliczeniach, których wynik można odczytać bezpośrednio na podstawie wykresów czasowych z Rys.2 wynika, że układ US3 wytwarza ujemne zbocze impulsu na swoim wyjściu "1" co 6 impulsów na wejściu "14". Dla 60[Hz] impulsy na wejściu "14" po-

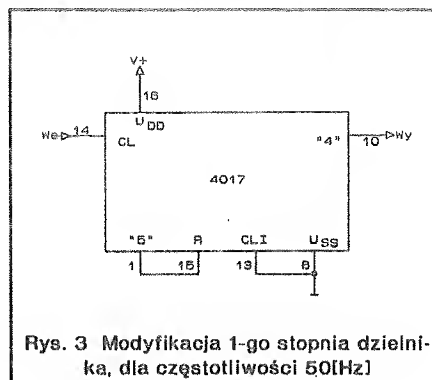


Rys.4.a) topografia wyprowadzeń, b) schemat funkcjonalny układu 4017.

Tablica 1

Funkcje układu 4017

R	CL	CLI	Funkcja
1	X	X	"1"÷"9"=0; "0"=1 i CO=1
0	1	↘	układ zlicza
0	↗	0	układ zlicza
0	0	X	układ nie zmienia stanu
0	X	1	układ nie zmienia stanu
0	1	↗	układ nie zmienia stanu
0	↘	0	układ nie zmienia stanu



Rys. 3 Modyfikacja 1-go stopnia dzielnika, dla częstotliwości 50[Hz]

Tablica 2

Parametry statyczne układu 4017

Uwaga. Wszystkie nie wykorzystane wejścia powinny być spolaryzowane odpowiednio do Udd lub Uss

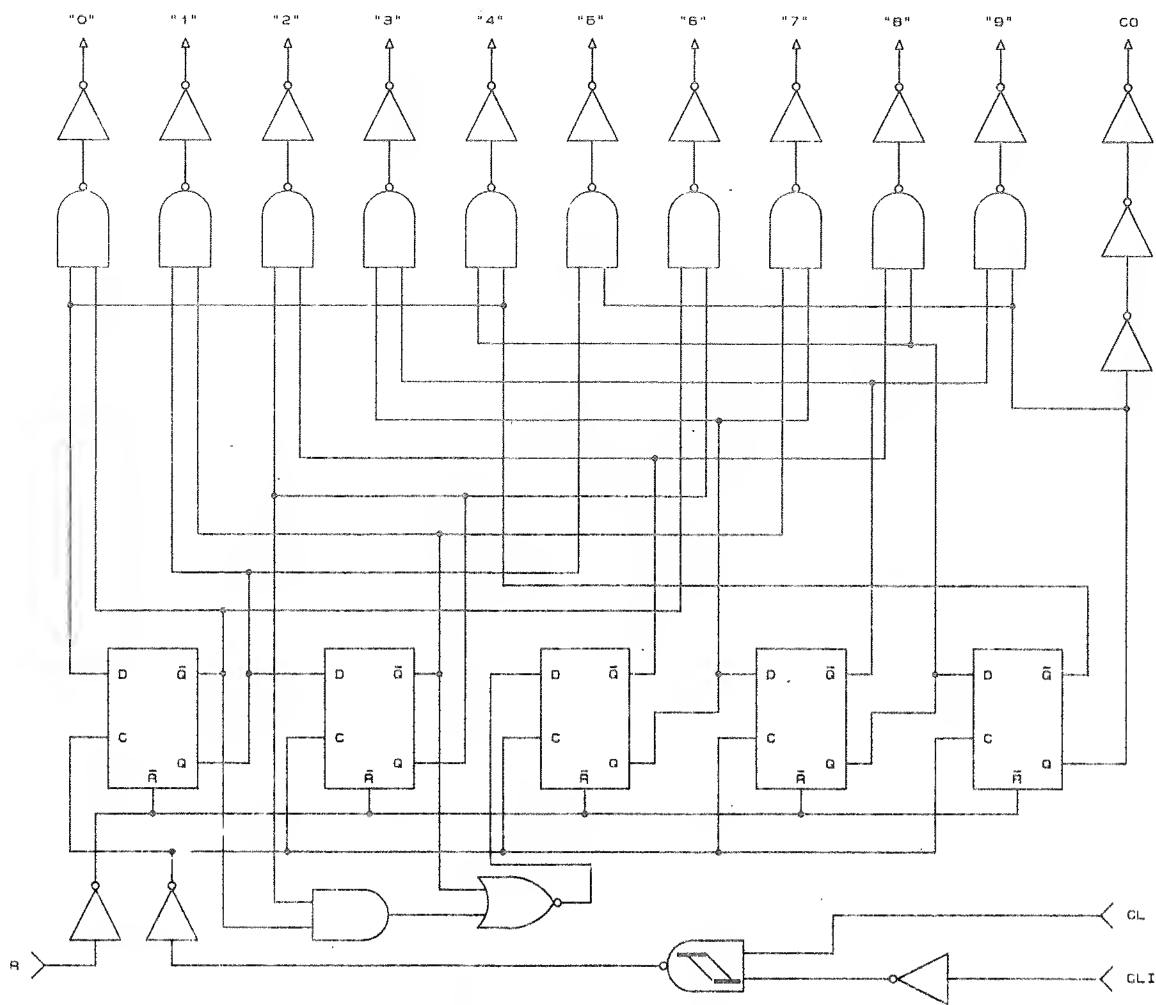
Parametr	Symbol	Wartość					Jedn.	Warunki pomiaru		
		T=0°C	T = +25°C			T=+70°C		U_o[V]	U_i[V]	U_{DD}[V]
			min	typ	max					
prąd spoczynkowy zasilania	I_{DD}	5 10 20 100		0.04 0.04 0.04 0.08	5 10 20 100	150 300 600 3000	µA		0; 5 0; 10 0; 15 0; 20	5 10 15 20
prąd wyjściowy w stanie niskim	I_{OL}	0.64 1.6 4.2	0.51 1.3 3.4	1 2.6 6.8		0.36 0.9 2.4	mA	0.4 0.5 1.5	0; 5 0; 10 0; 15	5 10 15
prąd wyjściowy w stanie wysokim	I_{OH}	-0.64 -2 -1.6 -4.2	-0.51 -1.6 -1.3 -3.4	-1 -3.2 -2.6 -6.8	-1 -3.2 -2.6 -6.8	-0.36 -1.5 -0.9 -2.4	mA	4.6 2.5 9.5 13.5	0; 5 0; 5 0; 10 0;15	5 5 10 15
napięcie wyj. w stanie niskim	U_{OL}	0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05	V		0; 5 0; 10 0; 15	5 10 15
napięcie wyj. w stanie wysokim	U_{OH}	4.95 9.95 14.95	4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V		0; 5 0; 10 0; 15	5 10 15
napięcie wej. w stanie niskim	U_{IL}	1.5 3 4			1.5 3 4	1.5 3 4	V	4.5 9 13.5		5 10 15
napięcie wej. w stanie wysokim	U_{IH}	3.5 7 11	3.5 7 11			3.5 7 11	V	0.5 1 1.5		5 10 15
prąd wejściowy	I_I	±0.1		$\pm 10^{-5}$	±0.1	±1	µA		0; 18	18

Tablica 3

Parametry dynamiczne układu 4017

Parametr	Symbol	Wartość min	Wartość typ	Wartość max	Jedn.	War. pomiaru U_{DD}[V]
czasy propagacji: CL do wyjścia "n"	t_{PHL} t_{PLH}		325 135 85	650 270 170	ns	5 10 15
czasy propagacji: CL do CO			300 125 80	600 250 160		5 10 15
czasy propagacji: R do wyjścia "n"			265 115 85	530 230 170		5 10 15
czasy propagacji: R do CO			265 115 85	530 230 170		5 10 15
czas przełączania sygnału na wyjściu "n" lub CO	t_{THL} t_{TLH}		100 50 40	200 100 80	ns	5 10 15
minimalny czas trwania impulsu CL	t_{WMIN}		100 45 30	200 90 60	ns	5 10 15
minimalny czas trwania impulsu R	t_{WMIN}		130 55 30	280 110 60	ns	5 10 15
minimalny czas usunięcia impulsu R przed wprowadzeniem impulsu CL	t_{REM}		200 140 75	400 280 150	ns	5 10 15
czas wprowadzania sygnału CLI przed ustaleniem sygnału CL	t_{SMIN}		115 50 35	230 100 70	ns	5 10 15
maksymalna częstotliwość zegara	f_{CLMAX}	2.5 5 5.5	5 10 11		MHz	5 10 15
pojemność wejściowa	C_I		5	7.5	pF	

jawiają się co [1/60] sekundy czyli co 0.01666...[s]. Odliczając 6 impulsów - 6 x 0.1666...[s] = 0.1 sekundy. Jednakże w naszych warunkach dla 50[Hz] impulsy na wejściu "14" pojawiać się będą co [1/50] sekundy czyli co 0.02[s]. Odliczając 6 impulsów otrzymamy impulsy na wejściu "1" co 1/12 sekundy. Należy więc tak zmodyfikować US3 (licznik Johnsona) aby zliczył tylko 5 impulsów - Rys.3. W ten sposób na wyjściu "10"/US3 otrzymamy impulsy co 0.1[s] i dalsza część układu nie będzie wymagała modyfikacji. Następny w łańcuchu US4 zlicza impulsy z US3 - 1/10[s] i na swoim wyjściu wytwarza impulsy co 1 sekundę. Przełącznikiem S4 można zmieniać dokładność pomiaru 1/10 lub 1[s]. Impulsy odmierzające wpływ czasu są przez C2 podawane na wejście wyzwalające timera 555 - 2/US7. Układ US7/555 steruje licznikiem wyświetlacza, który wyświetla odmierzony czas. Układ US1 zasilany wyprostowanym napięciem po stronie wtórnej transformatora T1 dostarcza napięcia zasilającego układy CMOS + 12[V]dc. Fotokomórka steruje czasem otwarcia bramki US2/A, poprzez wzmacniacz operacyjny US5. Układ US5 pracuje w układzie komparatora. Poziom wyzwolenia może być nastawiony rezystorem R4. Jest to równoznaczne z ustawianiem poziomu czułości układu, czyli ustawianiem poziomu jasności, od którego układ US5 ma włączać lub wyłączać zaliczanie czasu. Odpowiednie kombinacje przełączników S3 i S5 pozwalają ustawiać i programowo określać sekwencje zdarzeń do pomiaru czasu trwania. Przełącznikami S3 i S5 można ustawić tryb pracy, w którym sygnał z fotokomórki będzie zatrzymywał odliczanie czasu, który może być zarówno czasem przejścia "ciemno-jasno" lub "jasno-ciemno". Oczywiście chcąc mierzyć z większą precyzją należałoby zwiększyć częstotliwość taktującą, oraz ilość stopni dzielników - 4017. Przykładowo jeżeli chcielibyśmy mierzyć z dokładnością 0.01 sekundy, a więc podnieść dokładność pomiaru o jeden rząd, a przy tym mieć możliwość zmiany ustawiania dokładności 0.01/0.1/1[s] należałoby użyć trzech dzielników 4017 i generatora o częstotliwości np. 500[Hz]. Wówczas pierwszy dzielnik 4017 odbierając 500[Hz] dzieliłby przez 5 - połączenie 4017 jak na Rys.3 - i na jego wyjściu otrzymalibyśmy impulsy co 0.01[s], kolejne dwa 4017 byłyby połączone jak US4 na Rys.1, i na ich wyjściach otrzymalibyśmy odpowiednio impulsy co 0.1 i co 1[s]. Dobór częstotliwości taktującej i



Rys. 5 Schemat logiczny 4017

ilości stopni dzielników 4017 zależy od użytkownika i jego potrzeb. Częstotliwość 50[Hz] jest powszechnie dostępna w sieci energetycznej i dlatego jej zastosowanie wydaje się być najprostsze, jednak ogranicza ona dokładność pomiaru. Stosując inną częstotliwość taktującą należy sprawdzić czy ma ona wystarczającą stabilność, aby nie pogorszyć jakości pomiaru.

Opis działania układu 4017

Układ 4017 jest to 5-bitowy licznik Johnsona z dekoderem. Licznik Johnsona (5-bitowy) zlicza modulo 10. Wewnętrzny dekoder stanów licznika pracuje jako dekoder "1 z 10". Topografia wyprowadzeń oraz schemat funkcjonalny układu 4017 przedstawia Rys.4. Na Rys.5 przedstawiono schemat logiczny układu, natomiast w tablicy 1 zilustrowano działanie układu 4017.

Wejścia układu :

* CL, CLI - są to wejścia zliczające. Jeżeli CL wykorzystywane będzie jako wejście zliczające, wówczas wejście CLI musi zostać w stanie "0". Mamy wówczas sytuację, w której licznik będzie reagować na narastające zbocza impulsów na CL. Aby licznik reagował na opadające zbocza impulsów taktujących, należy wykorzystać CLI jako wejście, natomiast CL musi być w stanie "1". W ten sposób CL i CLI są uwarunkowane logicznie co widać na Rys.5. Obydwa te wejścia są wejściami bramki Schmitta, dzięki czemu impulsy wejściowe nie mają wygórowanych wymagań na stromość zboczy (czyli czasy narastania i opadania).
* R - zerowanie stanu licznika. Dla R = "1" wszystkie wyjścia "1"÷"9" ustawione są w stan "0", natomiast wyjście "0" oraz "CO" ustawione są w stan "1".

Wyjścia układu :

* CO - wyjście przeniesienia. Zachowanie się tego wyjścia pokazane jest na wykresach Rys.2.
* "0"÷"9" - są to wyjścia stanów licznika. Po zliczeniu "n" impulsów wyjście "n" ustawiane jest w stan "1", natomiast pozostałe wyjścia stanów są w stanie "0". Stany tych wyjść pokazano na wykresach Rys.2.

Dekoder stanu "1 z 10" umieszczony w układzie 4017 zbudowany jest z dwuwejściowych bramek. Układ jest w pełni synchroniczny i może pracować na dużych prędkościach taktowania. Układ ten znajduje zastosowanie w układach liczników dziesiętnych, dzielników częstotliwości, układów sterujących wyświetlaczami itp. Parametry statyczne, oraz dynamiczne pokazane są w tablicach 2 i 3.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:

Electronic Design, 20/89

Układ kontroli stanu baterii

Detektor obniżonego napięcia baterii na rys.1 używa przerzutnika Schmitta i kondensatora C2, który działa jak 1-bitowa pamięć dynamiczna RAM. Układ oszczędza zasilanie, gdyż stosowana jest metoda testowania okresowego. IC1, C1, R1, R2 i D1 stanowią generator wąskich dodatnich impulsów (punkt A).

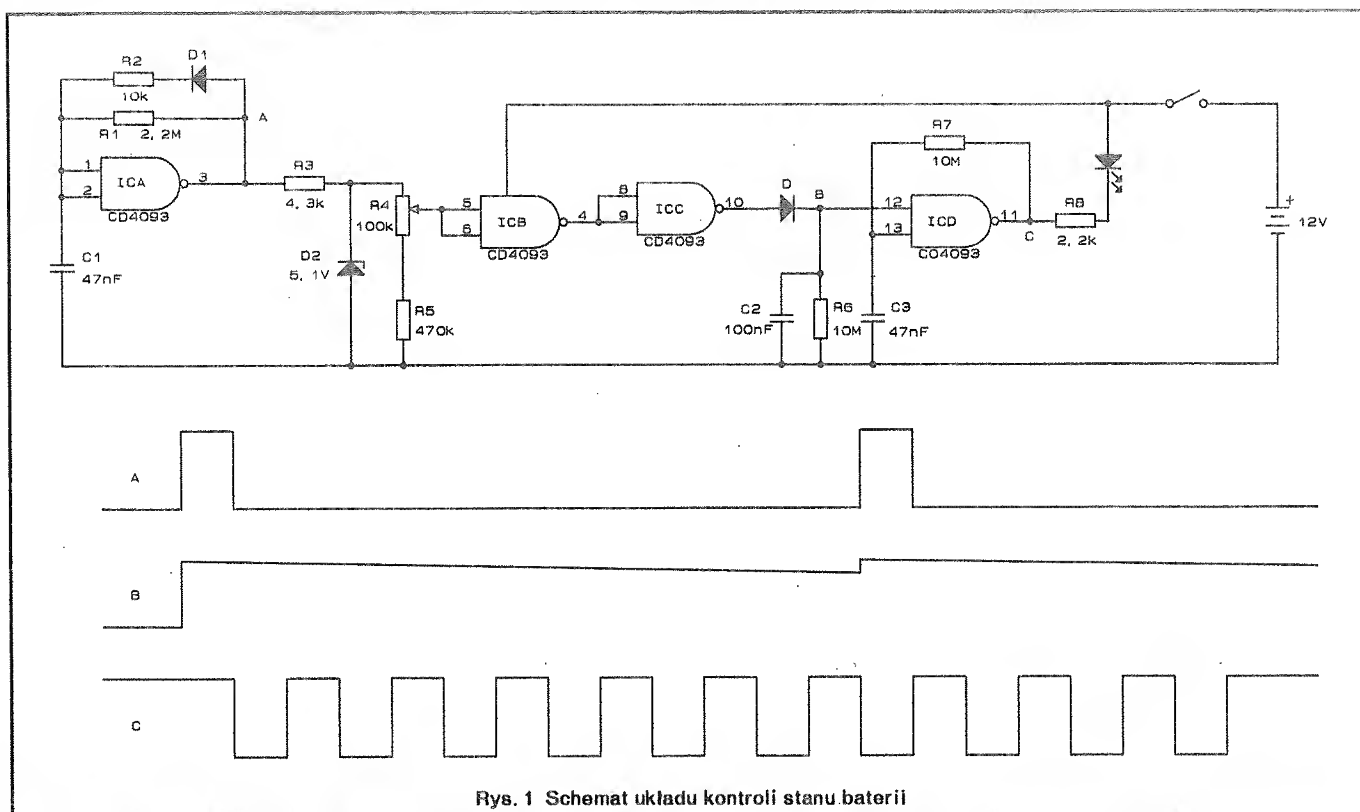
Wypełnienie sygnału zależy od stosunku R1 i R2. Gdy w punkcie A sygnał jest wysoki, napięcie w tym punkcie jest prawie równe napięciu zasilania, gdyż IC1 jest układem CMOS. D2, R4 i R5 ustalają i dzielą sygnał z punktu A. W ten sposób wejście IC2 jest niezależne od zasilania. Ponieważ napięcie przełączania przerzutnika Schmitta zależy od napięcia zasilającego, to będzie ono spadać, jeśli obniży się zasilanie.

Jeśli napięcie przerzutu będzie niższe niż napięcie wejściowe, to IC2 przejdzie do stanu LO, a IC3 do HI. W przeciwnym razie IC3 będzie zawsze w stanie LO. Kondensator C2 magazynuje wyniki okresowego testu napięcia. Stała czasowa C2R6 wynosi 1s, a okres testowania wynosi w przybliżeniu 0,1s. Dlatego w punkcie B jest utrzymywany wynik między kolejnymi testami. Gdy punkt B jest w stanie HI, co wskazuje na obniżenie napięcia baterii, IC4, C3 i R7 generują falę prostokątną, która zapala diodę D3.

Poziom detekcji napięcia można zmienić przez nastawienie potencjometru R4. Napięcia różnych baterii można sprawdzać przez dobranie diody D2.

mgr inż. Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie:
EDN No.13, June 20, 1991.



Rys. 1 Schemat układu kontroli stanu baterii

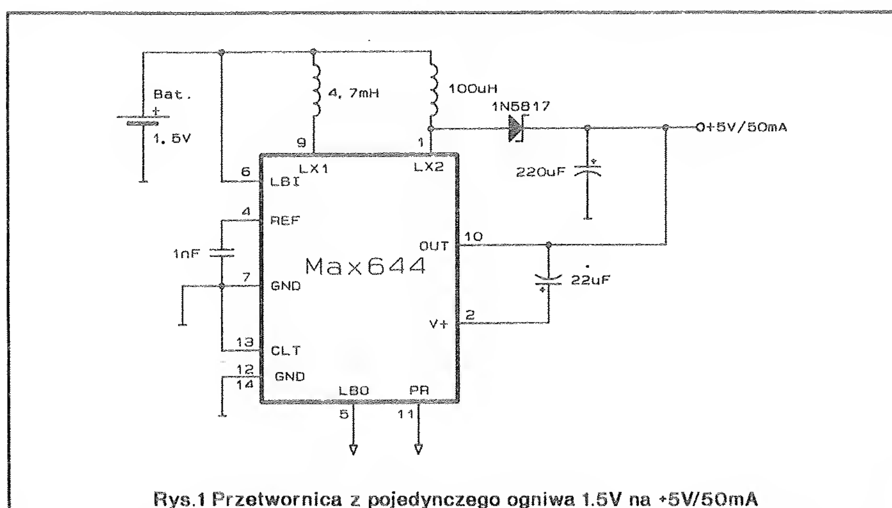
Układy przetworników DC-DC firmy Maxim

Napięcie pojedynczego ogniwa przetwarzamy na stabilizowane napięcie +5[V]

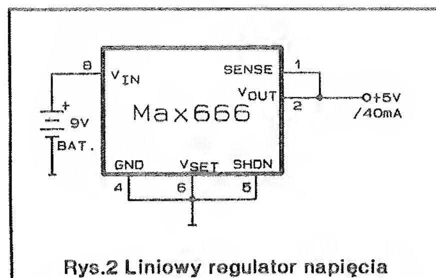
Max 644 bardzo wydajnie i skutecznie generuje stabilizowane napięcie +5[V], wykorzystując zasilanie z pojedynczego ogniwa (napięcie ok.1.3[V]). Układ może dostarczać prądu do 50[mA] przy minimalnej liczbie wykorzystywanych dodatkowych elementów zewnętrznych, jak pokazuje Rys.1.

Układ Max 644 wykorzystuje unikalną technikę podwójnej konwersji napięcia w celu uzyskania + 5[V]/50[mA] na wyjściu. Pierwszy stopień przetwarzania to mikroprzetwornica podwyższająca napięcie, która generuje +12[V] dostarczając to napięcie do bramki wewnętrznego MOSFET - a załączając w ten sposób drugą przetwornicę. Tą drogą wewnętrzny MOSFET uzyskuje przewodność odpowiadającą najmniejszej rezystancji załączenia i dzięki temu typowa sprawność takiej konfiguracji sięga 80%. Rodzina układów Max 644/5/6/7 dostarcza prostych i bardzo zwartych układowo rozwiązań wysoko wydajnych przetworników napięciowych DC-DC (ze źródeł bateryjnych).

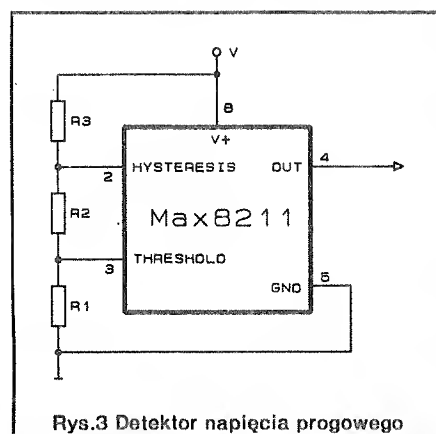
c.d. na str. 17



Rys.1 Przetwornica z pojedynczego ogniwa 1.5V na +5V/50mA



Rys.2 Liniowy regulator napięcia



Rys.3 Detektor napięcia progowego

Główne podstawowe cechy rodziny Max 644/5/6/7:

* Możliwość pracy w trybie czuwania (ang. standby mode). W trybie tym na wyjście dostarczane jest pełne napięcie, ale możliwy jest wówczas tylko bardzo mały pobór prądu. Wejściem CTL - "Control" - można przełączać tryb pracy - pełna moc (ang. ligh power mode) lub wyżej wspomniane czuwanie (ang. standby mode). Wyjście PR - "Power Ready" - jest w stanie wysokim - logiczne "1" - po włączeniu zasilania, mówiąc o pełnej gotowości układu do pracy z pełną mocą (ligh power mode). Jeżeli wyjście PR jest w stanie niskim - logiczne "0" - mówi to o tym, że układ znajduje się w trybie czuwania (standby mode). Po wyjściu ze stanu czuwania wyjście PR zmienia stan z niskiego na wysoki.
* Wykorzystując wewnętrzną przetwornicę - pierwszego stopnia przetwarzania - podwyższającą napięcie do + 12[V], można dostarczać to napięcie na zewnątrz (jednak z prądem tylko do 100 mikroamperów)
* Układy posiadają wbudowany detektor zbyt niskiego napięcia zasilania (praktycznie poniżej 1.15[V]) sygnalizując w ten sposób wyczerpanie - wyjście L B O w stanie logicznym "0".

Max 644 - przeznaczony jest do pracy z baterią zasilającą o napięciu 1.14-1.5[V].

Max 645 - pracuje optymalnie z nieco większymi napięciami zasilającymi, np. dwa ogniwa alkaliczne lub jedno ogniwo litowe.

Max 646 - układ potrafi wysterować zewnętrzny MOSFET, jeżeli zapotrzebowanie na prąd przekracza 50[mA].

Max 647 - dostarcza napięcie wyjściowe +3[V].

Liniowy regulator napięcia o bardzo niskim poborze prądu w stanie spoczynku

Max 666 jest liniowym regulatorem napięcia, który w czasie spoczynku pobiera znikomy prąd ze źródła zasilania. Układ ten wykorzystując baterię o napięciu +9[V] jest bardziej sprawnym systemem zasilania niż impulsowa przetwornica DC-DC. Max 666 pobiera jedynie 5[µA] w spoczynku i może dostarczyć do 40mA na wyjście, przy zachowaniu różnicy napięć wejście (wyjście tylko 0.9[V]). Maksymalizuje się w ten sposób czas pracy baterii zasilającej. Dodatkowo układ Max 666 wykrywa zużycie baterii i sygnalizuje, że przyszła pora na wymianę baterii. Dla wejściowych napięć z zakresu 2.0[V]÷16.5[V] (przy uziemionym wejściu V_{SET}) napięcie wyjściowe stabilizowane jest na poziomie +5[V]. Wymaganie, aby napięcie wejściowe było większe od 5.9[V] jest w tym celu, aby korzystać z możliwości regulacji napięcia wyjściowego. Przez włączenie dzielnika rezystorowego z V_{OUT} do V_{SET} i do masy możemy regulować napięcie wyjściowe w zakresie 1.3[V] do 15.6[V]. Max 666 posiada również możliwość kontrolowania maksymalnego poboru prądu wyjściowego. Najprostszy układ pracy bez dodatkowych elementów zewnętrznych, zapewniający stabilizowane napięcie +5[V] i prąd maksymalny do 40[mA] pokazuje Rys.2.

Detektory napięcia o małym prądzie spoczynkowym

Układy tego typu są przeważnie używane w urządzeniach zasilanych z baterii. Służą do monitorowania (obserwowania, czuwania) stanu naładowania baterii. Charakterystyczną cechą i zarazem zaletą jest to, że prąd jaki pobierają w czasie pracy jest praktycznie niezauważalny (około 5[µA]) dla baterii zasilającej.

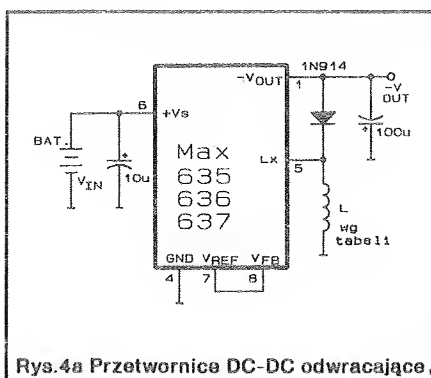
Max 8211 - wykrywa napięcia poniżej ustalonego progu napięciowego.

Max 8212 - wykrywa napięcia powyżej ustalonego progu napięciowego.

Ustawienie napięcia progowego jest dokonywane przez odpowiedni dobór dwóch rezystorów zewnętrznego dzielnika rezystorowego R1 i R2. Dodatkowym rezystorem R3 możemy zwiększyć histerezę czułości zadziałania detektora. Podstawowy układ pracy pokazany jest na Rys.3.

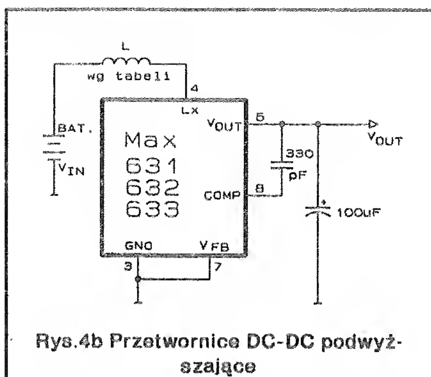
Proste w użyciu impulsowe przetwornice DC-DC

Impulsowe przetwornice DC-DC firmy Maxim są bardzo proste w zastosowaniu, zapewniają wysoką wartość konwersji DC-DC przy wykorzystywaniu minimalnej niezbędnie koniecznej liczbie elementów zewnętrznych. Wszystkie funkcje kontrolne zawarte są wewnątrz jednolitej obudowy układu scalonego. Bardzo niski pobór prądu (typowo 135[µA]) powoduje, że układy te są bardzo chętnie stosowane - ponieważ są wręcz idealne - do stosowania w urządzeniach zasilanych z baterii. Przetwornice podwyższające napięcia i odwracające dostarczają wyjściowych napięć o stałych poziomach (standardowych) ±5[V], ±12[V] i ±15[V]. Jeśli użytkownik wymaga napięć wyjściowych innych od dostarczanych standardowo poziomów, wówczas istnieje możliwość indywidualnego do-



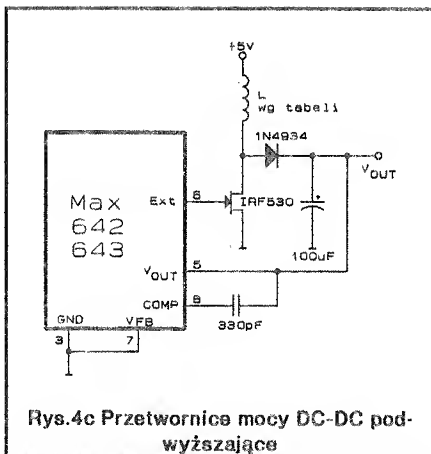
Rys.4a Przetwornice DC-DC odwracające

Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 635	+3	-5	5	60	330
	+5	-5	25	76	330
	+9	-5	40	79	330
	+12	-5	45	85	470
	+15	-5	50	90	680
Max 636	+5	-12	12	74	330
	+9	-12	30	84	330
	+12	-12	40	89	470
Max 637	+3	-15	2	65	470
	+5	-15	8	77	330
	+9	-15	25	85	330



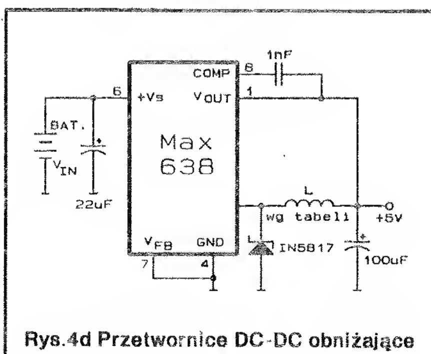
Rys.4b Przetwornice DC-DC podwyższające

Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 631	2	5	5	78	470
	2	5	10	74	220
	2	5	15	61	100
	3	5	25	82	470
	3	5	40	75	220
Max 632	3	12	5	79	330
	3	12	10	79	180
	5	12	12	88	470
	5	12	25	87	220
Max 633	3	15	5	73	220
	3	15	8	71	150
	5	15	10	85	470
	5	15	15	85	330
	8	15	35	90	470



Rys.4c Przetwornice mocy DC-DC podwyższające

Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 642	5	12	200	91	39
	5	12	350	89	18
	5	12	550	87	12
Max 643	5	15	100	92	39
	5	15	150	89	27
	5	15	225	89	18
	5	15	325	85	12



Rys.4d Przetwornice DC-DC obniżające

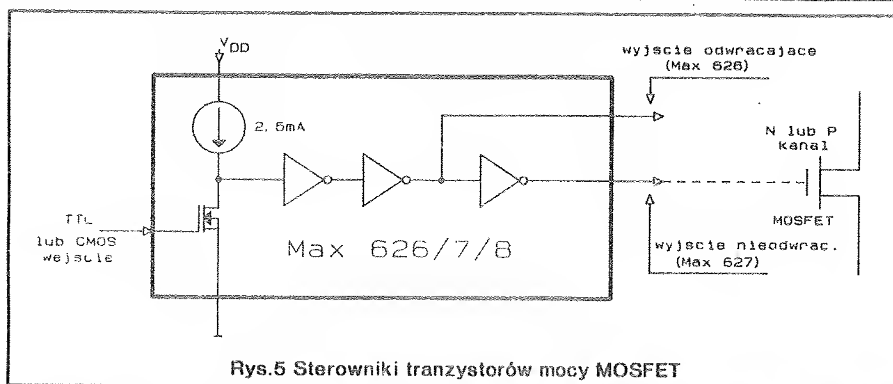
Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 638	7÷9.5	5	35	92	150
	8÷9.5	5	55	89	150
	10÷14	5	50	92	270
	12	5	60	92	270
	12	5	75	89	180

boru poziomu napięcia wyjściowego za pomocą rezystorów zewnętrznych.

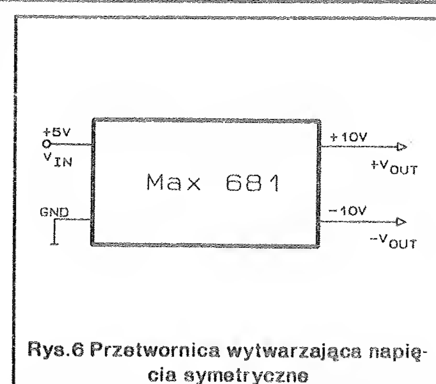
Typowe aplikacje przedstawiają Rysunki 4a, 4b, 4c, 4d.

Szybki podwójny sterownik tranzystorów mocy MOSFET

Układy Max 626/627/628 są sterownikami dla tranzystorów mocy MOSFET. Posiadają one niezbędną w tym przypadku (sterowanie tranzystorem MOSFET) bardzo małą impedancję wyjściową, buforującą i odwracającą stan wejścia. Układy te są optymalnie przystosowane do włączania i wyłączania szybkich tranzystorów mocy MOSFET. Mogą być również użyteczne wszędzie tam, gdzie potrzebny jest bu-



Rys.5 Sterowniki tranzystorów mocy MOSFET



Rys.6 Przetwornica wytwarzająca napięcia symetryczne

tor lub inwerter z 4[Ω] impedancją wyjściową. Zakres napięć zasilania w granicach 4.5[V]÷18[V]. Wejście kompatybilne z TTL/CMOS. Układy nadają się do sterowania tranzystorami MOSFET z kanałem typu N oraz P. Podstawowy układ pracy przedstawia Rys.5.

Z +5[V] na ±10[V] bez zewnętrznych elementów

Układ Max 681 jest przetwornikiem CMOS dostarczającym na wyjście napięć symetrycznych. Dla napięć wejściowych z zakresu 2.0÷6.0[V] układ Max 681 daje na wyjściu napięcie $\pm 2V_{IN}$. Układ nie potrzebuje żadnych elementów zewnętrznych. Zapewnia prąd wyjściowy do 10mA - Rys.6.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:

Maxim Design News ED maj 89.

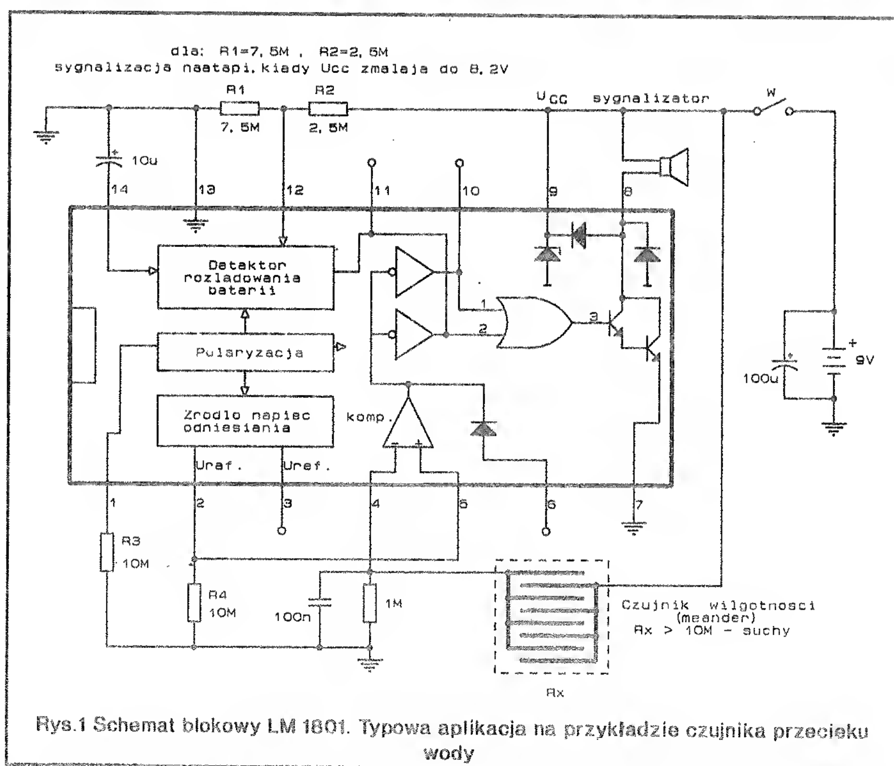
LM 1801 - super oszczędny komparator

Jest to komparator napięcia o wyjątkowo małym poborze energii, wyposażony jednocześnie w wysokoprądowy stopień wyjściowy. Typowy prąd pobierany przez układ w stanie spoczynku (czuwania) i przy napięciu zasilania Ucc= 9V wynosi zaledwie 7µA. Stopień wyjściowy typu "otwarty kolektor" o obciążalności do 500mA jest zabezpieczony przed zjawiskami towarzyszącymi pracy z obciążeniem reaktancyjnym. Zawarta w strukturze dioda Zenera zabezpiecza całość US przed przekroczeniem napięcia zasilającego na poziomie 14.5V.

Ponieważ układ jest zaprojektowany pod kątem współpracy z bateryjnym źródłem zasilania, zawiera własny elektroniczny detektor sygnalizujący stan rozładowania baterii. Próg jego działania ustala użytkownik dobierając dzielnik rezystancyjny R1/R2. Sygnalizacja działania detektora odbywa się za pośrednictwem stopnia wyjściowego i ma postać krótkich (kilkadziesiąt µs) impulsów. Dodatkowo użytkownik ma dostęp do dwóch napięć odniesienia pochodzących z wysokostabilnego źródła.

Schemat blokowy oraz przykład typowej aplikacji LM 1801 przedstawia Rys.1.

Poszczególne grupy układów zawartych w strukturze LM 1801, symbolizowane na schemacie blokowym są polaryzowane zbiorem źródeł prądowych. Ich wydajność jest limitowana wartością rezystora R3 w zależności odwrotnie proporcjonalnej. Typowa wartość R3 zalecana jest przez producenta w zakresie 10MΩ do 100kΩ.



Rys.1 Schemat blokowy LM 1801. Typowa aplikacja na przykładzie czujnika przecieku wody

Duży prąd polaryzacji (R3= 100kΩ) zapewnia większa szybkość działania układu, mały (R3=10MΩ) czyni układ oszczędnym, zapewniając dużą żywotność baterii. Zmiany szybkości działania nie są znaczące.

Zastosowanie rezystora R4= 10MΩ ustala typową wartość prądu polaryzacji obwodu wejściowego komparatora na poziomie 2nA. Równoległe wyjście komparatora, wyprowadzenie [6] US jest wykorzystywane w systemach alarmowych. Połączenie [6] z nieodwracalnym wejściem komparatora [5] powoduje jego zatrzaśnięcie po zadziałaniu. Przykład takiego rozwiązania przedstawia Rys.2,3.

Wyjścia równoległe [11 oraz 10] umożliwiają współpracę z układami logicznymi, pozwalają też na połączenie z innymi LM 1801 (max. 9 szt.) i współpracą między nimi.

Tabela 1

Charakterystyczne parametry elektryczne LM 1801.

Parametr	Warunki pomiaru	Min	Typ	Max	Wymiar
Komparator:					
* wejściowe napięcie niezrównoważenia	przy U_{cc}=9V		5	15	mV
* wejściowy prąd niezrównoważenia	T=20°C		0.5	8	nA
* wejściowy prąd polaryzacji			2	10	nA
Stopień wyjściowy [pin 8]:					
* prąd upływu			5	100	nA
* napięcie w stanie nasycenia	przy I_8=200mA		0.7	1.3	V
	przy I_8=500mA		1.9		V
Stabilizator napięcia odniesienia:					
* napięcie [pin 2]			5.8		V
* stabilność temperaturowa	przy U_{cc}=9V		5		mV/°C
* napięcie [pin 3]	T=20°C		5.2		V
* stabilność temperaturowa			7		mV/°C
Detektor stanu baterii:					
* napięcie progowe [pin 12]	U_{cc}=7.5V/C1=10µF	5.5	6.0	6.5	V
* okres sygnalizacji	U_{cc}=7.5V/C1=10µF		40	50	s
* długość impulsu sygnalizacji			60		ms
Całość LM1801 w stanie czuwania	R1,R2,R3 jak na rys. 1		6	8	µA
Dioda Zenera:					
* napięcie stabilizacji	I_9=1mA		14.5		V
* prąd pracy				10	mA

Parametry graniczne LM 1801

Napięcie zasilania: 14V

Napięcie wejściowe: -0.3 do +14V

Różnicowe napięcie wejściowe: ±14V

Zakres temperatur pracy: 0°C do + 70°C

Zakres temperatur przechowywania: -65°C do + 125°C

Temperatura wyprowadzeń (T≤10sec.): + 260°C

Uwaga! Można wykorzystywać wewnętrzną stabilizację układu na poziomie 14.5V pod warunkiem stosowania rezystora szeregowego Rz. Maksymalny prąd diody Zenera wynosi 10mA!

Układ jest produkowany w obudowie DIL (Dual-In-Line) typ N 14A będącej przybliżonym odpowiednikiem najpopularniejszej obudowy oznaczonej przez CEMI jako CE - 70.

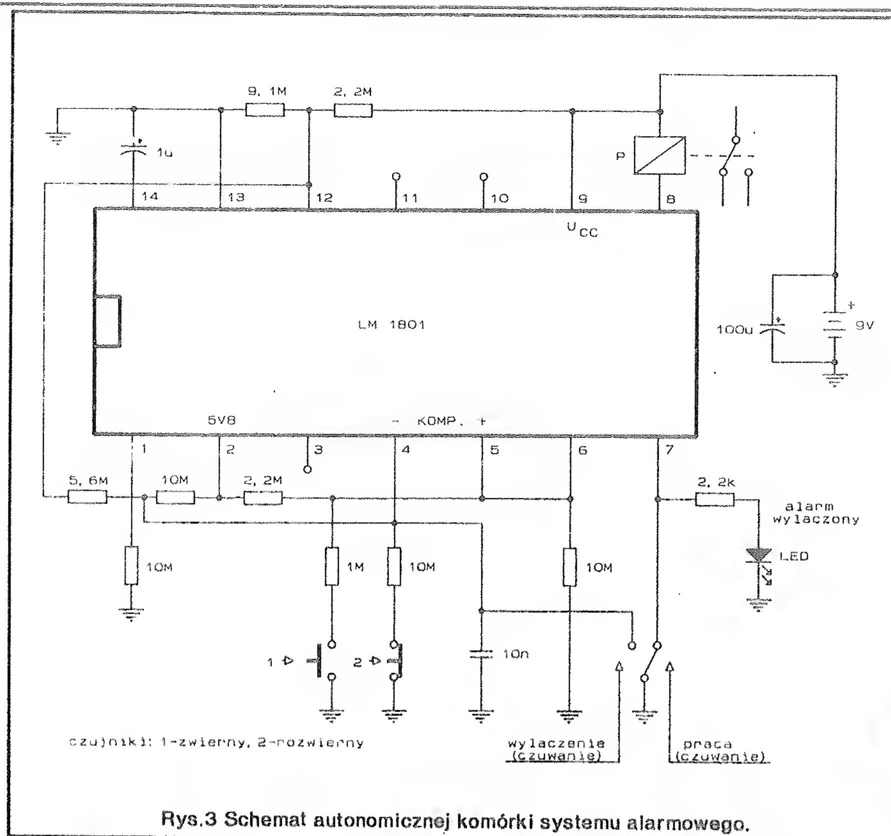
mgr inż Sławomir Szczęśniewicz

Opracowano na podstawie:

National Semiconductor

Special Purpose Linear Devices 1989

Rys.2 Schemat sygnalizatora: zbyt małego (A), zbyt dużego (B) napięcia z zatrzaskiem



Rys.3 Schemat autonomicznej komórki systemu alarmowego.

Ogłoszenia drobne

U W A G A !!!

Sympatycy miesięcznika

ELEKTRONIK HOBBY

Najnowszy numer naszego czasopisma ukaże się

15 czerwca 1992 roku

Zapraszamy do lektury